

자속관측기를 이용한 유도 전동기 자계 Orientation형 센서리스 벡터제어

손 의 식[†] · 홍 순 일^{**}

(원고접수일 : 2002년 9월 19일, 심사완료일 : 2002년 12월 16일)

Field Oriented Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor Using Flux Observer

Ei-Sik Son[†] · Soon-Il Hong^{**}

Key words : Field Orientation-type Control, Sensorless Vector Control, the Speed estimation, Flux Observer.

Abstract

This study was to control magnetic field orientation-typed sensorless vector control by applying the theory of a rotor flux observer to drive an induction motor. This research suggested a new speed estimation method that estimates speed with the rotor flux obtained by using a flux observer and the variable of state current detected by a current sensor without a speed sensor. Because the speed estimation method is independent from the motor constants, it is not necessary to control the gain of the parameters and the algorithm is simple. In the findings of the study, the researcher was convinced of the control function and the possibility of realization in the simulation experiment of sensorless vector control system by using DSP(Digital Signal Processor).

1. 서 론

유도 전동기는 직류 전동기에 비해 구조가 간단하고 견고하며 가격이 저렴하다는 등 많은 장점이 있다. 그러나 제어 액츄에이터로 사용할 경우 순시 토크 제어가 어렵기 때문에 제어성이 우수한 직류 전동기가 주로 사용되어 왔다. 최

근 유도 전동기는 직류 전동기와 똑같은 제어 성능을 부여하는 벡터제어 이론의 발전과 고속 스위칭 소자의 특성 개선에 따른 인버터에 의한 전력변환 등 기술의 진보로 교류 전원의 출력 전압, 전류의 크기 뿐 아니라 주파수 및 위상까지도 정밀하게 고속제어가 가능해졌다. 그 결과 유도 전동기 역시 직류 전동기와 똑같은 제어

[†] 책임저자(부경대학교 전기공학과 박사과정), E-mail : se-shon@hanmail.net, T : 051)607 - 7445

^{**} 부경대학교(전기·제어계측공학부)

액츄에이터로의 사용이 가능하게 되었다^[1,2].

유도 전동기의 벡터제어는 직류 타여자 전동기와 동등하거나 그 이상의 제어 특성을 나타내지만 이것을 수행하기 위해서는 속도센서가 필수적이다. 그러나 센서 설치의 전동기 치수의 대형화, 고가격화, 신호선의 복잡성, 노이즈 침입 등의 문제 때문에 바람직하지 않다. 따라서 근래에는 제어의 간소화, 범용화, V/F 제어의 고성능화, 저속 회전 영역에서 안정화 등의 요구에 따라 센서를 사용하지 않는 센서리스 벡터제어의 필요성이 점점 높아지게 되었다^[3].

센서리스 벡터제어는 전동기의 모델식에서 얻어진 정보를 기초로 속도를 추정하고 그 값을 이용해서 벡터제어를 행하는 것으로 이는 유도 전동기의 구동 기술의 정점이며 현재 각 방면에서 활발하게 연구 개발되고 있다^[5,6].

현재 속도 추정법은 많이 발표되어 있지만 그 중에서도 유력한 방법 중 하나로 모델 규범 적용 시스템(MRAS)을 이용한 것이 있다. 이것은 처음에 파라미터 동정의 연구에 응용되어져 왔으나 속도 추정이 가능하기 때문에 센서리스 제어시스템의 구성으로도 사용되어 왔다. 그러나 이 방법은 이득 정수의 조정이 필요하고 그것의 결정 방법도 쉽지 않다는 결점이 있다^[4].

이 논문은 유도 전동기에 관측기 이론을 적용해서 이득정수 조정이 필요없는 새로운 속도 추정법을 제안한다. 이 추정법을 이용하여 센서리스 벡터제어 시스템을 구성하고 시뮬레이션과 실험을 통하여 제어 실현 가능성과 안정성에 대하여 확인하겠다.

2. 자계 Orientation형 벡터 제어

2.1 전동기 회로방정식과 좌표계

유도 전동기의 고정자 d-q좌표에서 1차 전류 $(i_{ds}, i_{qs})^T$ 와 회전자 자속 $(\phi_{dr}, \phi_{qr})^T$ 을 상태 변수로 하는 방정식은 식 (1)과 같이 된다.

$$p \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & 0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 $(R_s, R_r), (L_s, L_r)$ 는 고정자·회전자의 저항 및 인덕턴스, $\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r)$ 는 누설 계수를 나타내고 $(\phi_{dr}, \phi_{qr})^T$ 는 고정자 좌표상의 회전자 자속이며 ω_r 는 회전 각속도이다.

d-q 좌표계의 전압과 전류는 교류량이고 전원 각주파수 ω_0 로 회전한다. 이들 전압과 전류를 직류량으로 나타내기 위해서는 ω_0 로 회전하는 좌표축으로 변환하는 것이 편리하다. 회전자 자속 벡터 $(\phi_{dr}, \phi_{qr})^T$ 가 ω_0 로 회전하는 것을 가정하여 이 회전자 자속벡터를 기준축으로 하는 회전자계 좌표계로 변환한다. 여기서 회전자 자속벡터의 방향을 γ 축에 일치시 $\gamma - \delta$ 키고 $\pi/2$ 앞선 위상에 δ 축을 취한다. 이때 d축과 γ 축과의 위상각을 θ_0 로 하면 식 (2)가 된다.

$$\theta_0 = \int \omega_0 dt \quad (2)$$

회전자 자속벡터는 γ 축과 일치해 있으므로 회전자 자속벡터의 δ 축 성분 $\phi_{\delta r}$ 은 0이다. 따라서 유도 전동기의 $\gamma - \delta$ 좌표상에서 1차 전류와 회전자 자속을 상태 변수로 하는 상태 방정식은 식 (3)이 된다.

$$p \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{\delta r} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega_0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{\delta r} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{\delta r} \\ v_{\gamma r} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_r \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 $(\phi_{\gamma r} \ \phi_{\delta r})^T$: 회전자계 좌표상의

회전자 자속(γ 축, δ 축)

$(v_{\gamma s} \ v_{\delta s})^T$: 회전자계 좌표상의 1차 전압
(γ 축, δ 축)

$(i_{\gamma s} \ i_{\delta s})^T$: 회전자계 좌표상의 1차 전류(γ 축, δ 축)

$(i_{\gamma r} \ i_{\delta r})^T$: 회전자계 좌표상의 회전자 전류
(γ 축, δ 축)

전동기 정수에서 첨자 s, r은 1차와 회전자 회로 정수를 위한 것이고 \mathbf{M} 은 상호 인덕턴스이다. 전원 각주파수는 식 (4)이다.

$$\omega_0 = \omega_r + \frac{MR_r}{\phi_{\gamma r} L_r} i_{ds} \quad (4)$$

유도 전동기 d-q 좌표상에서 상태방정식은 1차 전류와 회전자 자속을 상태변수로 취하면 식 (1)에서 식 (5)가 된다.

$$p \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s \quad (5)$$

단,

$$\mathbf{i}_s = \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} \quad \phi_r = \begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} \quad \mathbf{v}_s = \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix}$$

$$A_{11} = -[R_s / (\sigma L_s) - (1 - \sigma) / (\sigma \tau_r)] \mathbf{I}$$

$$A_{12} = -1/\rho [(1/\tau_r) \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J}]$$

$$A_{21} = (M/\tau_r) \mathbf{I}$$

$$A_{22} = -(1/\tau_r) \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J}$$

$$B_1 = 1/(\sigma L_s) \mathbf{I}$$

$$\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r)$$

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\tau_r = L_s / R_r$$

$$\rho = (\sigma L_s L_r) / M$$

2.2 센서리스 벡터제어

자계 Orientation형 벡터제어는 고정자 좌표상에서 전압, 전류, 속도 및 전동기 정수를 이용하여 회전자 자속벡터를 검출할 수 있다. 그러나 회전자 자속은 직접 검출하기 곤란하기 때문에 관측기 이론을 적용해서 결과를 산출하여 속도를 추정하는 방법을 취한다.

2.2.1 회전자 자속 관측기: 전동기 상태방정식 식 (5)는 개루프 시스템이기 때문에 1차 전류에 추정오차가 발생하고 이로 인해 회전자 자속의 추정치를 얻을 수 없다. 따라서 식 (5)에 추정오차에 의한 피드백 보상을 첨가하여 식 (6)과 같이 회전자 자속을 추정하기 위한 동일차원 관측기를 구성한다.

$$p \begin{pmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s + \begin{pmatrix} G_1 \\ G_2 \end{pmatrix} (\hat{i}_s - i_s) \quad (6)$$

여기서 $(G_1 \ G_2)^T$ 는 관측기 이득, *는 지령값, \wedge 는 상태변수 및 정수의 추정치이다.

정상상태에서 $\hat{i}_s - i_s = 0$ 이므로 모델은 완전히 전동기의 운동을 나타내게 되고 모델 내의 회전자 자속은 전동기 회전자 자속의 추정치가 된다. 모델 내의 적분기에 의해 초기오차나 리셋 오차가 있어도 시스템이 안정되어 있으면 오차는 영에 수렴한다.

따라서 이 시스템이 안정하다면 추정오차를 제거할 수 있다. 관측기의 극배치는 이득 $(G_1 \ G_2)^T$ 을 조정하여 유도 전동기의 회전속도 ω_r 에 대응하여 변화시켜야 하므로 유도 전동기 고유극 실수부의 k 배에 비례시키는 것에 의해 관측기 이득 행렬은 식 (7)로 나타낸다.

$$\mathbf{G}_1 = g_1 \mathbf{I} + g_2 \mathbf{J}, \quad \mathbf{G}_2 = g_3 \mathbf{I} + g_4 \mathbf{J} \quad (7)$$

$$\text{단, } g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22}), \quad g_2 = (k-1)a_{i22}$$

$$g_3 = (k^2 - 1)(a_{r22} - \rho a_{r11}) + \rho g_1, \quad g_4 = \rho g_2$$

$$a_{r11} = \sqrt{\frac{R_s}{\rho L_s}} - \frac{1 - \rho}{\rho \gamma_r}, \quad a_{r22} = -\frac{1}{\gamma_r}$$

$$a_{r22} = \omega_r, \quad a_{r21} = \frac{M}{\gamma_r}$$

이 관측기에 의한 자속 추정치의 크기와 위상은 식 (8), (9)에 의해 결정할 수 있다.

$$|\hat{\phi}_r| = \sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \quad (8)$$

$$\cos \hat{\theta}_0 = \frac{\hat{\phi}_{dr}}{\sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2}} \quad \cos \hat{\theta}_0 = \frac{\hat{\phi}_{qr}}{\sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2}} \quad (9)$$

이 식에서 직류량과 교류량의 추정 자속각 $\hat{\theta}_0$ 에 의해 좌표변환을 행한다.

2.2.2 간섭 보상 : $i_{\gamma s}$ 를 $v_{\gamma s}$, $i_{\delta s}$ 를 $v_{\delta s}$ 로 제어할 경우 식 (3)의 1행 2열 요소를 보면 δ 축에서 γ 축으로 간섭이 생긴다. γ 축 1차 전압과 회전자 자속 크기 $\phi_{\gamma r}$ 을 비간섭 제어하기 위해서 식 (1)과 같이 $\omega_0 \sigma L_s i_{\delta s}$ 를 피드백 보상한다.

$$v_{\gamma s} = v'_{\gamma s} - \omega_0 \sigma L_s i_{\delta s} \quad (10)$$

여기서 $v'_{\gamma s}$: γ 축 1차 전압의 비간섭성분이다. 식 (3)에서 γ 축에서 δ 축의 간섭성분은 γ 축 1차 자속에 의한 γ - δ 축 속도 기전력 $\omega_0 \phi_{\gamma s}$ 이다. $i_{\delta s}$ 를 비간섭 제어하기 위해서는 간섭성분 $\omega_0 \phi_{\gamma s}$ 을 피드백 보상하고 $v_{\delta s}$ 을 식 (11)과 같이 한다.

$$v_{\delta s} = v'_{\delta s} + \omega_0 \phi_{\gamma s} \quad (11)$$

여기서 $v'_{\delta s}$ 는 δ 축 1차 전압 비간섭성분이다.

2.2.3 좌표 변환 : 고정자 좌표계의 변수는 $\sin \theta_0$ 와 $\cos \theta_0$ 를 이용하여 회전자 좌표계로 상호 변환하고 2상/3상 좌표계의 상호변환은 변환 계수를 이용하여 변환한다.

2.2.4 전류제어 : 전류를 전압으로 제어할 경우 고정자 권선의 인덕턴스 L_s 때문에 전류응답은 1차 지연되므로 토크의 고속응답을 얻기 위하여 검출전류를 피드백하여 식 (12), (13)과 같이 제어한다.

$$v_{\gamma s}' = R_s i_{\gamma s}^* + K_{\gamma s} (i_{\gamma s}^* - i_{\gamma s}) \quad (12)$$

$$v_{\delta s}' = R_s i_{\delta s}^* + K_{\delta s} (i_{\delta s}^* - i_{\delta s}) \quad (13)$$

$K_{\gamma s}, K_{\delta s}$: 전류 피드백 이득

2.2.5 자속제어 : 벡터제어는 여자분 전류 $i_{\gamma s}$ 를 일정히 제어하는 것이므로 전원 투입시에는 자속이 존재하지 않기 때문에 자속 $\phi_{\gamma r}$ 은 $i_{\gamma s}$ 에 의해 식 (14)같이 1차 지연된다.

$$\phi_{\gamma r} = \frac{M}{1 + p \frac{L_s}{R_s}} i_{\gamma s} \quad (14)$$

이 때문에 전원투입 직후에 정토크로 동작시 키고자 할 경우는 자속의 응답이 늦어서 과대한 토크 전류가 흐르거나 토크 부족으로 구동할 수 없는 경우가 발생한다. 자속제어는 자속응답을 빠르게 함으로써 전원 투입 후 구동을 빠르게 응할 수 있다. 따라서 자속제어는 자속지령 $|\phi_r|$ 과 추정자속 $\hat{\phi}_r$ 과의 오차를 PI제어하고 식 (15)에서 자속 전류지령 $i_{\gamma s}^*$ 를 결정한다.

$$i_{\gamma s}^* = K_{p\phi} (|\phi_r|^* - |\hat{\phi}_r|) + K_{i\phi} \int (|\phi_r|^* - |\hat{\phi}_r|) dt \quad (15)$$

$K_{p\phi}, K_{i\phi}$: 자속에 대한 PI 비례, 적분이득

이 제어는 전원 투입시 자속의 입상 외에 정 출력 특성을 갖게 할 때에도 유효하다.

2.3 속도 추정법

유도 전동기의 회전속도는 슬립주파수의 개념을 기초로 가관측 상태량을 이용하여 추정한다.

전원 각주파수 $\hat{\omega}_0$ 는 자속관측기에서 추정된 자속 $(\hat{\phi}_{dr} \quad \hat{\phi}_{qr})^T$ 과 그 미분치 $(\dot{\hat{\phi}}_{dr} \quad \dot{\hat{\phi}}_{qr})^T$ 를 이용하여 식 (16)과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\omega}_0 = \frac{d}{dt} \tan^{-1} \frac{\hat{\phi}_{qr}}{\hat{\phi}_{dr}} = \frac{\hat{\phi}_{qr} \dot{\hat{\phi}}_{dr} - \dot{\hat{\phi}}_{dr} \hat{\phi}_{qr}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \quad (16)$$

그리고 슬립 각주파수 $\hat{\omega}_s$ 는 발생 토크에 비례하기 때문에 식 (17)과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\omega}_s = \frac{R_r}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \left\{ \frac{M}{L_r} (\hat{\phi}_{dr} i_{qs} - \hat{\phi}_{qr} i_{ds}) \right\} \quad (17)$$

회전 각주파수 $\hat{\omega}_r$ 는 식 (18)이 된다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_0 - \hat{\omega}_s = \frac{\hat{\phi}_{qr} \hat{\phi}_{dr} - \hat{\phi}_{dr} \hat{\phi}_{qr}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} - \frac{R_r M}{L_r} \frac{\hat{\phi}_{dr} i_{qs} - \hat{\phi}_{qr} i_{ds}}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \quad (18)$$

따라서 추정된 자속과 검출한 상태량(1차 전류)에서 회전속도를 추정할 수 있다. 추정속도는 전동기 정수와 전류에 관계하고 MRAS방법과 달리 이득조정이 필요하지 않다. 속도제어는 속도지령 ω_r^* 와 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 의 편차를 식 (19)과 같이 PI제어한다.

$$i_{\delta s}^* = K_p (\omega_r^* - \hat{\omega}_r) + K_i \int (\omega_r^* - \hat{\omega}_r) dt \quad (19)$$

여기서 K_p, K_i : 속도 PI 비례, 적분이득

3. 시스템의 구성

Fig. 1은 앞에서 유도한 제어이론에 의해 구성된 속도 센서리스 벡터제어 시스템의 블럭선도이다. 여기서 유도 전동기의 회전속도는 자속 관측기에 의해 추정되는 자속 미분값과 자속에서 식 (17)과 같이 슬립 각주파수가 얻어지고 식 (18)에 의해서 전동기 회전 각속도가 연산된다.

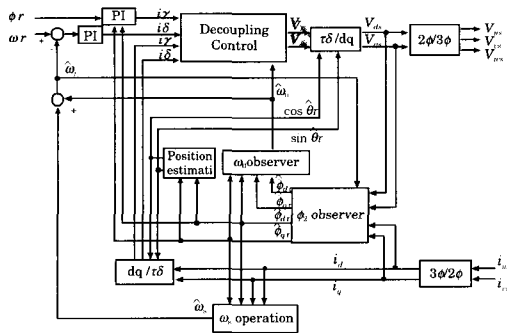


Fig. 1 Speed sensorless vector control.

이 블럭선도의 모든 계산은 DSP에 의해 행한다. 이 때 전류제어기의 샘플링 주기는 100[μs]로 설정하였으며, 속도제어기의 샘플링 주기는 전류제어기의 샘플링 주기의 10배인 1[ms]로 설정하였다.

제안된 자계 Orientation형 센서리스 벡터제어 시스템은 DSP(TMS 32C31-4), D/A 컨버터, A/D 컨버터 및 전압형 인버터로 구성된다. 외부에서 주어진 자속지령 ϕ_r^* , 속도지령 ω_r^* 과 A/D 컨버터를 통해 디지털로 변환된 전동기 2상분의 1차전류 i_{us}, i_{vs} 는 DSP에서 받아 관측기를 통하여 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 를 연산하고 1차 전압 지령 $v_{us}^*, v_{vs}^*, v_{ws}^*$ 를 출력한다.

4. 실험 및 고찰

DSP에는 외부에서 주어진 자속지령 ϕ_r^* 와 전류 센서에서 얻어진 전류는 A/D 컨버터를 매개로 디지털 량으로 $3\phi/2\phi$ 좌표 변환하여 얻어진 i_d, i_q 가 입력된다. 연산은 검출한 1차 전류와 관측기에서 얻은 회전자 자속에서 $\hat{\omega}_s$ 를 연산하고 이것과 전원 각주파수의 차에서 회전각속도 $\hat{\omega}_r$ 를 구하고 이것들을 각각 제어에 이용한다. Table 1은 시뮬레이션과 실험에 사용한 전동기(NA2-10F) 3[W]의 정격 및 정수이다.

Table 1. Parameters of motor

정격속도	정격전압	정격전류	R_s	R_r	L_s	L_r	M
300 [rpm]	120 [V]	2.0 [A]	5.86 [Ω]	5.30 [Ω]	0.146 [H]	0.164 [H]	0.134 [H]

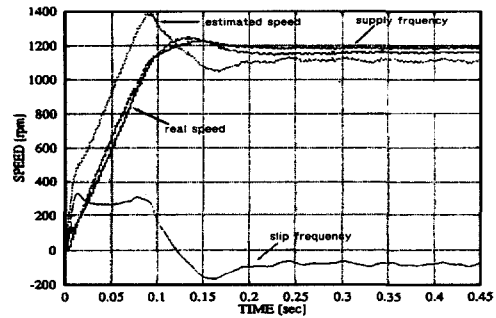


Fig. 2 Speed response for sensorless vector control.

$$J = 5.0 \times 10^{-5} [\text{kg} \cdot \text{m}^2], D = 1.310 \times 10^{-5} [\text{Nms}]$$

J, D : 관성모멘트 및 점성제동 계수 먼저 구성된 센서리스 벡터제어 시스템의 유용성을 조사하기 위하여 시뮬레이션을 행한다. 시뮬레이션은 지령속도 $\omega_r^* = 1200[\text{rpm}]$, 자속 전류지령 $i_{\gamma s}^* = 1[\text{A}]$, 자속지령 $\phi_r^* = 0.145[\text{Wb}]$, 토크 전류지령 $i_{d s}^*$ 의 제한은 $\pm 1[\text{A}]$ 로 하였다. 이때 각 이득정수는 시행착오법에 의해서 속도 피드백 이득 $K_p = 0.01$, $K_i = 0.0$, 자속 피드백 이득 $K_{p\phi} = 50$, $K_{i\phi} = 0.0$, 전류 피드백 이득 $K_{\gamma s} = 20.0$, $K_{\delta s} = 20.0$, 그리고 관측기 극 $k = 1.5$ 이다. Fig. 2는 이상의 조건에서 제안한 속도 추정법에 의한 추정속도와 실속도를 시뮬레이션한 것이고 실제속

도, 추정속도, 슬립각속도 및 전원각속도를 나타낸다. 이 결과에서 매우 적은 정도의 오차는 있지만 오버슈트나 응답의 속응성 등은 거의 같은 것을 알 수 있다. 그리고 실속도는 매우 안정적이다. 실속치에 대한 추정치의 오차는 관측기가 정확히 회전자 자속을 추정하고 있지 않기 때문이라 생각된다.

Fig. 3은 각 이득정수를 변화시킨 때의 속도

Table 2. Gain patterns

pattern	$K_{p\phi}$	$K_{i\phi}$	$K_{\gamma s}$	$K_{\delta s}$
1	50	0	20	20
2	0	5	50	20
3	20	15	10	10

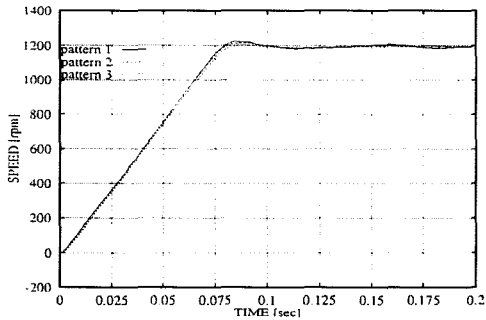


Fig. 3 Speed response as gains of pattern

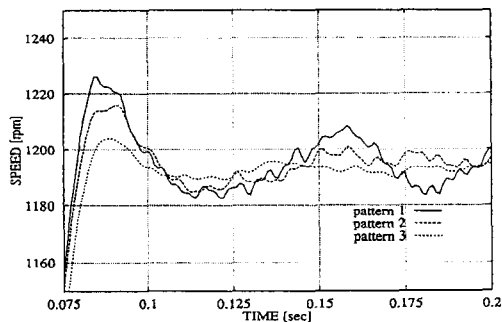


Fig. 4 Magnified speed response as gains of pattern.

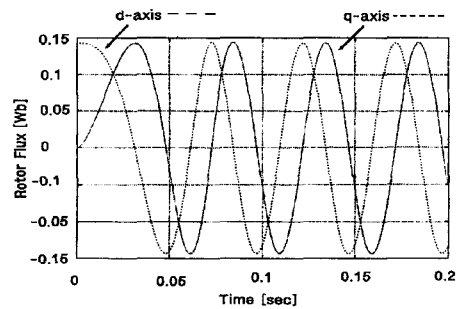


Fig. 5 Estimated flux $\hat{\phi}_r$ of d-q axis.

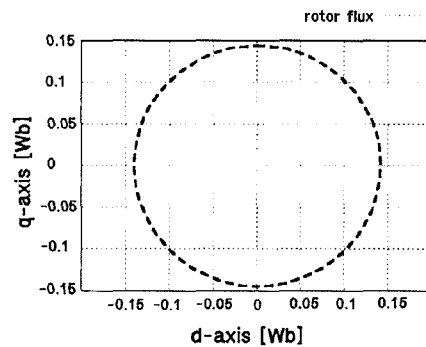


Fig. 6 Vector locus for Estimated flux $\hat{\phi}_r$ of d-q axis.

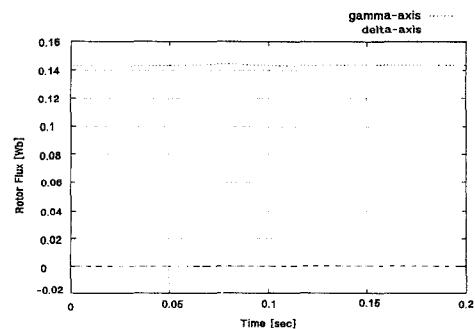


Fig. 7 Estimated flux $\hat{\phi}_r$ of γ - δ axis.

응답 변화에 대하여 나타낸 것이고 Fig. 4는 Fig. 3을 확대한 것이다. 이 때 이득 정수는 Table 2에 나타낸 것과 같이 이 시스템에서 미리 설정한 pattern 3의 정수에 대해서 시뮬레이션하면 그 결과는 pattern 3이 가장 안정적이다.

Fig. 5, 6은 각 이득정수를 pattern 3의 것으로 취하고 d-q 축 회전자 자속 추정치와 그것의 궤적을 나타낸 것이다. 그 크기는 설정치 $\phi_r^* = 0.145[\text{Wb}]$ 와 같고 90° 위상차를 가지며 원 궤

적을 나타내므로 크기는 일정히 제어되고 있음을 알 수 있다. Fig. 7은 $\gamma - \delta$ 축상의 회전자 자속추정치를 나타낸 것이다. δ 축 자속은 안정하게 일정한 값으로 유지되고 있고 γ 축 자속은 0을 나타내고 있다. 일정자속 센서리스 벡터제어가 잘 되고 있음을 알 수 있다.

시뮬레이션을 통하여 이론적으로 검증한 것을 실제 실험을 통하여 그 타당성을 입증하기 위하여 Fig. 8은 130[rpm]을 지령치로 설정한 경우의 속도응답과 그 때의 실제각도와 추정각도를 나타내고 있다. 추정각도는 초기상태에서 실제각도와 상이하나 그 수렴속도는 매우 양호한 것으로 나타났다. 또한 속도응답은 시뮬레이션의 결과와 유사하게 나타나고 있다.

Fig. 9는 저속에서 센서리스의 특성을 보면 실제각도와 추정각도 및 추정자속을 나타내고 있다. 추정자속은 낮은 속도로 인해 다소 변동이 있으나 추정각도와 실제각도의 오차는 10° 범위내에서 수렴하므로 제어에는 큰 문제가 일어나지 않는다. 또한 제어알고리즘에서 속도제어가 가능한 최소 속도는 50[rpm]으로 나타났다.

Fig. 1은 속도 특성을 알아보기 위해 지령속도를 최대 800[rpm], 최소 200[rpm]인 정현적인 지령치를 설정한 경우의 속도응답 특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 실제속도가 지령속도를 양호하게 추정하고 있음을 알 수 있다. 이상의 시뮬레이션 및 실험 결과에서 Fig. 1의 센서리스 벡터제어 시스템은 실용성의 가능성을 나타낸다. 그리고 구성한 센서리스 벡터제어 시스템이 유용한 것을 알 수 있다.

5. 결 론

본 연구는 Orientation형 벡터제어 이론에 기초하여 속도 센서리스 벡터제어를 구현한 것이다. 관측기를 설계하고 지령 전압과 전류센서에서 검출한 전류값으로 속도추정을 행하는 새로운 속도 추정법을 제시한다.

1) 회전자 자속을 추정하기 위한 관측기를 설계하였고, 관측기 극 $k = 1.5$ 일 때 응답이 안정적이며 회전자 자속 추정이 일정하게 센서리스

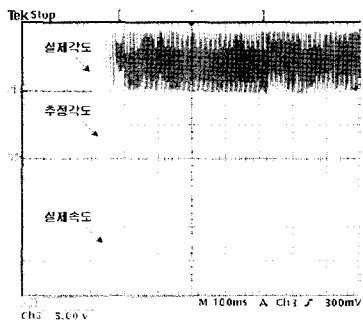


Fig. 8 Speed response and position estimation.

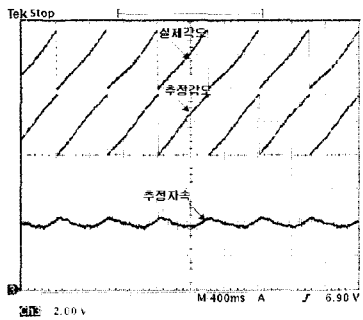


Fig. 9 Estimated flux $\hat{\phi}_r$ of $\gamma - \delta$ axis at 5[rpm].

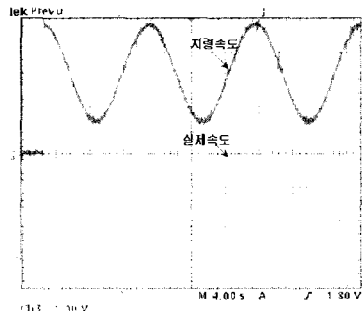


Fig. 10 Real speed and estimated speed s.

벡터제어가 잘 되는 것을 확인하였다.

2) 회전자 자속 추정에 의한 속도 추정법은 자계 Orientation형 센서리스 벡터제어에 유용함을 알 수 있다. 그리고 속도 추정은 전동기 정수만으로 구성되기 때문에 이득정수의 조정이 필요하지 않고, 이로 인한 파라미터 수의 감소는 시스템설계를 간소화하는데 도움이 될 것이다.

속도 추정에서 회전자 저항의 변동에 대해서는 속도와 회전자 저항을 동시에 추정하는 것은 어렵기 때문에 오차의 영향을 경감하는 방법의 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] 久保田, 尾崎, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Flux Observer" 電學論 D, No. 111, pp. 954 ~ 96, 1998.

[2] 楊金, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Slip Frequency", 電學論 D, No. 111, pp. 945 ~ 9953, 1998

[3] 久保田壽夫, 尾岐正則, 松瀬貢規, 適應2次磁束オブザーバ의 誘導電動機 速度推定への 應用, 電學論, D11, pp.954, 1991

[4] 楊耕, 金東海, MRASによる一次抵抗 同定機能付 誘導機速度 센サレスベクトル制御, 電學論, D111, pp.945, 1993

[5] 田島廣一, 海野孝治, 堀洋一, 誘導機の速度センサレス磁界オリエンテーション制御の實現, 92' 電氣學會 産業應用部分 全國大會, p.555, 1992

[6] Takashi Aihara, et, "Sensorless Torque Control of Salient Pole Synchronous Motor at Zero-speed Operation", IEEE Transaction on power electronics, Vol. 14, No, 1 1999

저 자 소 개



홍순일(洪淳一)

1969년 부산대학교 전기공학과 졸업. 1982년 부산대학교 공학석사(전력전자 전공). 1986년 한국해양대학교 공학박사(제어시스템). 1994~1996년 대한전기학회 편수위원. 1998~2001년 조명전기 설비학회 부산경남 지부회장. 및 평의원. 2000~2001년 대학전기학회 부산지부회장. 1999~2002년 신호처리 시스템학회 감사 및 평의원.



손의식(孫義植)

동아대학교 1975년 전기공학과 졸업. 1996년 부경대학교 전기공학과 공학석사. 부경대학교 전기공학과 박사과정.